



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-280147

(43)Date of publication of application : 28.10.1997

(51)Int.Cl.

F02P 3/04
H01L 29/78

(21)Application number : 08-336516

(71)Applicant : FUJI ELECTRIC CO LTD

(22)Date of filing : 17.12.1996

(72)Inventor : FURUHATA SHOICHI
TAKEUCHI SHIGEYUKI
FUJIIHARA TATSUHIKO

(30)Priority

Priority number : 07328688
08 24972

Priority date : 18.12.1995
13.02.1996

Priority country : JP

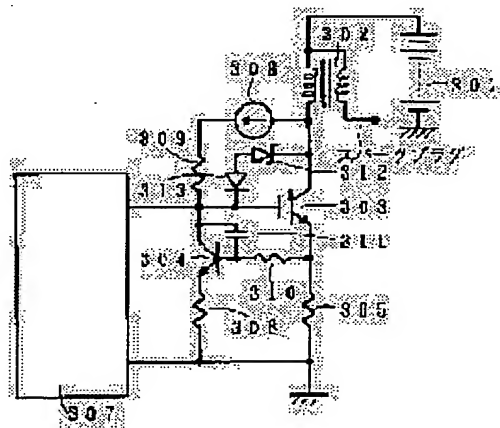
JP

(54) INTERNAL COMBUSTION ENGINE IGNITION CIRCUIT DEVICE AND INTERNAL COMBUSTION ENGINE IGNITION SEMICONDUCTOR DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To suppress the vibration of a collector voltage by providing a coil current detecting part and a circuit for lowering a gate voltage in a MOS gate structure transistor and adding to a gate terminal the voltage of a current flowing from a main terminal into the gate terminal when a main terminal voltage is higher than a gate terminal voltage.

SOLUTION: A transistor 304 for lowering a gate voltage and a coil current detecting part 305 are provided in a MOS gate structure transistor (e.g. IGBT) 303, and the serially connected resistor 309 and high pressure resistant rated current element 308 of a circuit for increasing a gate terminal voltage by a collector terminal voltage are connected between the collector and the gate of the IGBT 30. A gate voltage is applied so as to make constant a collector voltage in the transistor 304 and raised instantly following the rising of the collector voltage. When the collector voltage is higher than the gate voltage, the gate voltage is increased by the rising of the collector voltage immediately after the starting of a current regulating operation, the collector current is also increased and thus the vibration of the collector voltage is suppressed.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

25.12.1998

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than
the examiner's decision of rejection or
application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

3186619

[Date of registration]

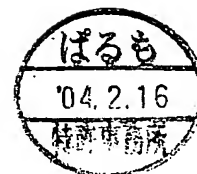
11.05.2001

[Number of appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-280147

(43) 公開日 平成9年(1997)10月28日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
F 0 2 P 3/04	3 0 1		F 0 2 P 3/04	3 0 1 B
H 0 1 L 29/78		9447-4M	H 0 1 L 29/78	6 5 6 C
		9447-4M		6 5 7 G

審査請求 未請求 請求項の数10 O L (全 11 頁)

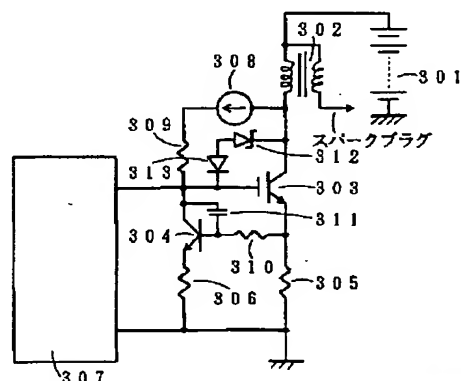
(21) 出願番号	特願平8-336516	(71) 出願人	000005234 富士電機株式会社 神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号
(22) 出願日	平成8年(1996)12月17日	(72) 発明者	古畑 昌一 神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号 富士電機株式会社内
(31) 優先権主張番号	特願平7-328688	(72) 発明者	竹内 茂行 神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号 富士電機株式会社内
(32) 優先日	平7(1995)12月18日	(72) 発明者	藤平 龍彦 神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号 富士電機株式会社内
(33) 優先権主張国	日本 (J P)	(74) 代理人	弁理士 山口 巖
(31) 優先権主張番号	特願平8-24972		
(32) 優先日	平8(1996)2月13日		
(33) 優先権主張国	日本 (J P)		

(54) 【発明の名称】 内燃機関点火用回路装置および内燃機関点火用半導体装置

(57) 【要約】

【課題】 イグナイタ点火回路は、コイル電流を一定値に制限する機能を有するが、点火用半導体装置として I G B T を用いた場合、コレクタ電圧が振動しやすいという課題があり、コレクタ電圧の振動を抑制する。

【解決手段】 電流制限時にコレクタ電圧がゲート電圧よりも高い場合、コレクタ端子からゲート端子に微小電流による電圧が加わるような回路を備えたことにより、電流制限動作開始直後のコレクタ電圧の上昇がゲート端子電圧を高める方向に作用し、そのゲート電圧の上昇は急激なコレクタ電圧の上昇を抑制する。また振動によるコレクタ電圧の低下では、コレクタ端子からゲート電圧を高める作用が低下しコレクタ電圧の低下が抑制される。



301... バッテリ
302... イグニッションコイル
303... スパークプラグ
304... 抵抗
305... トランジスタ
306... 抵抗
307... ゲート端子
308... トランジスタ
309... 整流ダイオード
310... 接地
311... コンデンサ
312... ツェナーダイオード
313... ダイオード
314... ダイオード

308... 高耐圧定電流素子
309... 抵抗
310... 接地
311... コンデンサ
312... ツェナーダイオード
313... ダイオード
314... ダイオード

【特許請求の範囲】

【請求項1】イグニッションコイルの一次巻線に直流電源とスイッチング手段を接続し、イグニッションコイルの二次巻線の一方端に点火プラグを接続し、該スイッチング手段の開閉によるイグニッションコイルの一次電流の変化により二次巻線に生ずる高電圧を点火プラグに供給するものにおいて、スイッチング手段がMOSゲート構造トランジスタであり、一次巻線のコイル電流をある一定値に制限するために、少なくともコイル電流検出部とMOSゲート構造トランジスタのゲート電圧を降下させる回路とを備え、MOSゲート構造トランジスタの電圧値の高い側の主端子電圧が、ゲート端子電圧よりも高い場合に、主端子からゲート端子に流入する電流で生じた電圧をゲート端子に加える電流供給回路を備えたことを特徴とする内燃機関点火用回路装置。

【請求項2】MOSゲート構造トランジスタの主端子からゲート端子に流入する電流が0.01mAないし10mAであることを特徴とする請求項1記載の内燃機関点火用回路装置。

【請求項3】主端子電圧が所定の電圧と等しいかまたはそれよりも低く、且つ、ゲート端子電圧よりも高い範囲内で設定した電圧値以下では、主端子からゲート端子に流れ込む電流で生じた電圧を、一定値または主端子電圧とゲート端子電圧との差に応じて、ゲート端子に加えるようにし、前記の設定した電圧値より高い場合には、前記の主端子からゲート端子に流れ込む電流で生じた電圧の増加を抑制、減少又は遮断のいずれかとする回路を備えたことを特徴とする請求項1記載の内燃機関点火用回路装置。

【請求項4】所定の電圧値が20Vないし30Vであることを特徴とする請求項3記載の内燃機関点火用回路装置。

【請求項5】予め加えたゲート電圧が加わっている期間に動作させる回路を備えたことを特徴とする請求項1または3記載の内燃機関点火用回路装置。

【請求項6】イグニッションコイルの一次巻線に直流電源とスイッチング手段を接続し、イグニッションコイルの二次巻線の一方端に点火プラグを接続し、該スイッチング手段の開閉によるイグニッションコイルの一次電流の変化により二次巻線に生ずる高電圧を点火プラグに供給するものにおいて、スイッチング手段がMOSゲート構造トランジスタであり、一次巻線のコイル電流をある一定値に制限するために、少なくともコイル電流検出部とMOSゲート構造トランジスタのゲート電圧を降下させる回路を備えた回路であって、コイルの両端電圧を検出する検出回路と、ゲート端子に微小電流で生じる電圧を加える回路と、予め加えたゲート電圧が加わっている期間だけ動作させる回路とを備えたことを特徴とする内燃機関点火用回路装置。

【請求項7】イグニッションコイルの一次巻線に直流電

源とスイッチング手段を接続し、イグニッションコイルの二次巻線の一方端に点火プラグを接続し、該スイッチング手段の開閉によるイグニッションコイルの一次電流の変化により二次巻線に生ずる高電圧を点火プラグに供給するものにおいて、スイッチング手段がMOSゲート構造トランジスタであり、一次巻線のコイル電流をある一定値に制限するために、少なくともコイル電流検出部とMOSゲート構造トランジスタのゲート電圧を降下させる回路とを備えた制御装置であって、前記制御装置の動作点を温度による変化が少ない点に設定することを特徴とする内燃機関点火用回路装置。

【請求項8】請求項1ないし7記載の内燃機関点火用回路装置の直流電源とイグニッションコイルを除いた回路の一部または全てを1チップまたは1パッケージとしたことを特徴とする内燃機関点火用半導体装置。

【請求項9】イグニッションコイルと直列に接続されるMOSゲート構造トランジスタの出力特性が、電流制限されたコイル電流にほぼ等しい範囲内で、駆動回路から供給されるゲート電圧を一定値に固定した場合に、主端子電流の増加による主端子間電圧の変化がほとんどない領域から移行して主端子間電圧が急激に増加する領域において、主端子間電圧が少なくとも第一の所定の値までは主端子間電圧1Vに対して主端子電流の変化分が第二の所定の値以上であることを特徴とする内燃機関点火用半導体装置。

【請求項10】第一の所定の値が16Vであり、第二の所定の値が0.1Aであることを特徴とする請求項9記載の内燃機関点火用半導体装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、スイッチング手段によりイグニッションコイルの一次電流を断続させた際に二次側に生ずる高電圧により点火プラグに火花を発生させる自動車等のエンジン点火用イグニッション回路とそれに用いられるパワー半導体装置に関する。

【0002】

【従来の技術】図6にエンジン点火用イグニッション回路の従来例を示す。図6において、イグニッションコイル102の一次巻線にバッテリー101によって流れる電流をバイポーラ・ダーリントトランジスタ103（スイッチング手段）によってシャ断した際、二次巻線に発生する高電圧によってスパークプラグ（点火プラグ）を火花放電させ、内燃機関を駆動する。

【0003】更にこの回路の細部について説明すると、バイポーラ・ダーリントトランジスタ103のエミッタ端子側に抵抗106が接続されて電流制限のための主回路電流検出が行われる。この抵抗106については特公昭55-3538号公報の図1及びUSP3587551号のFig3にて公知である。また電流制限回路として、バイポーラ・ダーリントトランジスタ103の

ベースと主回路電流検出抵抗106の接地側間にバイポーラ・ダーリントントランジスタ103のベース電流を分流するためのトランジスタ104が設けられている。そのトランジスタ104のベース端子は抵抗111を介して主回路電流検出抵抗106とバイポーラ・ダーリントントランジスタのエミッタ端子との接続点に接続されている。イグニッションコイル102の一次巻線を流れる負荷電流はバイポーラ・ダーリントントランジスタ103を通して主回路電流検出抵抗106に流れる。この電流で生じた主回路電流検出抵抗106の電圧降下が約0.6V以上になると、この主回路電流検出抵抗106と接続しているトランジスタ104のベース・エミッタ間電圧も約0.6V以上となり、トランジスタ104が動作してバイポーラ・ダーリントントランジスタ103のベース電流の一部をトランジスタ104に分流する。このトランジスタ104への分流によりバイポーラ・ダーリントントランジスタ103のベース電流が減少すると負荷電流であるコレクタ電流も減少する方向に働くが、イグニッションコイル102は大きなインダクタンスを持つ負荷のため、負荷電流は流れ続けようとしてバイポーラ・ダーリントントランジスタ103のコレクタ・エミッタ間電圧を上昇させ、結果として、負荷電流(=コレクタ電流)は一定の値となり主回路電流検出抵抗106の電圧降下は一定に保たれる(所謂電流制限動作が働く)。

【0004】ところで、抵抗111とコンデンサ112は前述特許に開示されていないが、公知技術であるところの電流制限時の電流発振抑制用である。また、抵抗107、108とトランジスタ105とから成る駆動回路109は、バッテリー101の電圧を駆動回路電源とし、トランジスタ105がオフ状態である時にバイポーラ・ダーリントントランジスタ103に抵抗108と107で制限されたベース電流が流れるようにしたものである。但し、駆動回路はこれに限らない。

【0005】更に、バイポーラ・ダーリントントランジスタ103のコレクタ端子とベース端子間にツェナダイオード110を接続している。このツェナダイオード110の働きを次に説明する。バイポーラ・ダーリントントランジスタ103のベース電流が除去されオフ状態に移行した時、イグニッションコイル102からバイポーラ・ダーリントントランジスタ103に過電圧が加わる。この時、バイポーラ・ダーリントントランジスタの主端子間耐圧より低めに耐圧が設定されたツェナダイオード110により、ツェナダイオード110に逆電流が流れる。この逆電流は一部がバイポーラ・ダーリントントランジスタ103のベース電流となり、バイポーラ・ダーリントントランジスタ103のコレクタ・エミッタ間電圧は略ツェナダイオード110の耐圧にクランプされる。これによりバイポーラ・ダーリントントランジスタ103は過電圧から保護される。またこのときイグニ

ッションコイルから放出される電荷のほとんどはバイポーラ・ダーリントントランジスタ103のコレクタ電流として放出される。このツェナダイオード110についてはUSP4030469号にて公知である。またMOSゲート構造トランジスタに対するツェナダイオードの製造方法の例がUSP5115369号に開示されている。

【0006】尚、前記ツェナダイオード110の代わりにコンデンサを用いた例が実公昭55-48132号公報に開示されており、イグニッションコイルと直列に接続されたトランジスタの保護用として示されている。図6の回路でバイポーラ・ダーリントントランジスタ103が電流制限動作する前後のコレクタ・エミッタ間電圧とコレクタ電流波形を図2に示す。図2の波形において、紙面向かって左側の位置でコレクタ・エミッタ間電圧が16Vより急激に降下し約1Vになるタイミングは、バイポーラ・ダーリントントランジスタ103に図示されていないベース電流が供給された時期と一致している。その後コレクタ電流は電源電圧とイグニッションコイルのインダクタンスにより決まる変化量(単位時間当たりのコレクタ電流変化量 di/dt =電源電圧値/イグニッションコイルインダクタンス値)で推移するが、前記従来技術で述べた動作により、コレクタ電流が一定値となる電流制限動作に至る。またコレクタ電流を制限している間のコレクタ・エミッタ間電圧値は、電源電圧値から主回路の抵抗成分(主にイグニッションコイル抵抗)による電圧降下を差し引いた値となる。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】以上は、イグニッションコイル電流を制御する素子にバイポーラ・ダーリントントランジスタを適用した場合であるが、例えば、図6の駆動回路109のトランジスタ105と抵抗108を除去し、直接5V系論理素子で広い温度範囲(-40~150℃)で前述の機能を達成しようとした場合、バイポーラ・ダーリントントランジスタの電流増幅率特性にも依存するが、20~50mAの通電能力を有する大容量の5V系論理素子が必要となる。

【0008】トータルシステムの小型化のために前述の5V系論理素子による駆動電流を1桁以上小さな値にするためには、イグニッションコイル電流を制御する素子に、電圧駆動型のMOSゲート構造トランジスタを採用すれば容易に達成できる。現状のMOSゲート構造トランジスタ(パワーMOSFET及びIGBT)を図6のバイポーラ・ダーリントントランジスタに置き換えた場合、図3に示すように電流制限開始時にドレイン電圧が急激に上昇する過程において、ドレイン・ソース間電圧が電源電圧以上の高い電圧となり、しかも減衰波形ではあるが大きく振動するという現象が生ずる。図3は振動現象を示す電圧波形と電流波形である。同図は250V耐圧、5V駆動MOSFETでイグニッションコイル電

流を制御した場合のドレイン電圧とドレイン電流（イグニッションコイル電流）波形である。そこで、図6の抵抗111とコンデンサ112容量値の最適化や、図6に示すトランジスタ104のベース信号に対する出力信号との割合（ゲインあるいは増幅率）を低下させる方策などが考えられるが、これらではコレクタ電流が一定となった時点で導入される電流発振を抑制するためには効果はあるが、前記の振動現象を防止することには役に立たない。

【0009】そして、図3に示すドレイン電圧波形の振動は、次の課題を生ずる。

（1）イグニッションコイルの高圧側（二次巻線）に、振動するコレクタ電圧に比例した電圧が誘起し、予定外のタイミングでスパーク・プラグに火花が飛ぶ恐れが生ずる。

（2）イグニッションシステムの動作状況を監視するためにドレイン電圧をモニタする回路を付加する場合、電流制限開始直後のドレイン電圧の振動は弊害になる。

（3）このドレイン電圧波形の振動は、電流制限動作全期間の波形振動につながる恐れがある。

【0010】一方、バイポーラ・ダーリントントランジスタにおいて、MOSゲート構造トランジスタのように電流制限開始直後のコレクタ電圧振動現象が極微量におさまる理由は、横軸がコレクタ電圧、縦軸がコレクタ電流で表される出力特性がMOSゲート構造トランジスタと大幅に異なる点にある。図4は、現在自動車点火回路に実用化されているバイポーラ・ダーリントントランジスタの出力特性であり、このトランジスタを用いた動作波形図が図2である。一方図5が、図3の波形をもたらしMOSゲート構造トランジスタ（ここではMOSFET）の出力特性図である。勿論、IGBTでもMOSFETと類似した出力特性となる。図4と図5の特性を比較して大幅に異なる点は、コレクタ電圧が約2V以上でのコレクタ電圧の増加によるコレクタ電流の変化量である。バイポーラ・ダーリントントランジスタの変化量のほうが大きいことが判る。

【0011】バイポーラ・ダーリントントランジスタでコレクタ電圧振動が少ないメカニズムは、次のように説明することができる。前記従来の技術の項にても説明したが、抵抗106の電圧がコレクタ電流（イグニッションコイル電流でもある）の増加に比例して増加すると、やがてはトランジスタ104にベース電流が流れトランジスタ104のコレクタ・エミッタ間は導通を開始する。

【0012】この時、抵抗108と107を介してダーリントントランジスタ103のベース電流として流れていた電流は、トランジスタ104の導通開始によりトランジスタ104のコレクタ電流としてその一部が分流する。抵抗106の両端電圧が更に増加しようすると、その電圧はトランジスタ104のベース電流を増加させ

トランジスタ103のベース電流を低減する方向に動作する。最終的に抵抗106の両端電圧は、トランジスタ104のベース・エミッタ間電圧特性に略集約され、その結果としてトランジスタ103のコレクタ電流は一定値を保つ。一方トランジスタ104にベース電流が流れ始めてから、トランジスタ103のコレクタ電流が一定になる迄の時間差は当然発生する。従って、トランジスタ103のベース電流は、前記時間差の中でバッテリ101電圧と抵抗108と107で略決まる値から序々に減少する。

【0013】この序々に減少するベース電流と図4に示す特性のバイポーラ・ダーリントントランジスタの出力特性から、図2の動作波形の中の電流制限動作が開始する前の、ゆるやかなコレクタ電圧の上昇が理解できる。このゆるやかなコレクタ電圧の上昇は、電流制限動作開始直前のコレクタ電流の変化を緩慢とさせる。コレクタ電圧とコレクタ電流のゆるやかな変化が、コレクタ電圧の振動抑制に寄与しているわけである。

【0014】また、図4のようにコレクタ電圧が約2V以上でのコレクタ電流の変化が大きい場合、仮に前記時間差がゼロでバッテリ101電圧と抵抗108と107で略決まるベース電流値からあるベース電流値に、トランジスタ103のベース電流がステップ的に変化したとしても、電流制限開始直後のコレクタ電圧の振動は次に述べる理由で極めて少ないことが予測できる。すなわち、電流制限開始直後のコレクタ電圧の飛び上がり（発振）は、少なくともイグニッションコイル電流の変化が、時間に対し増加の変化から減少の変化に移らないと発生しない。このコレクタ電流の時間に対する変化が減少方向に転じ、あるベース電流の下でコレクタ電圧が上昇しようとした場合、図4のような出力特性のトランジスタではコレクタ電流も比較的大きく増加するように働く。これは減少しようとするコレクタ電流を増加させる方向に働き、換言すればトランジスタ自体が、コレクタ電流の減少に対してコレクタ電圧が上昇するという、所謂、負帰還機能を持つことを意味する。この負帰還機能によりイグニッションコイル電流が増加から減少に移りにくくし、コレクタ電圧の振動を抑制している。

【0015】一方、図5のようなMOSゲート構造トランジスタではコレクタ電圧が約2V以上でのコレクタ電流の変化が極めて小さいため、コレクタ電圧の増大によるコレクタ電流の増加は極めて小さい。従って、前記の負帰還機能が極めて弱くそのためコレクタ電圧の振動は抑制されないことになる。本発明の目的は、前記の課題を解決して、コレクタ電圧の振動を抑制できる内燃機関点火用回路装置と内燃機関点火用半導体装置を提供することにある。

【0016】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するために、本発明は、（1）イグニッションコイルの一次巻

線に直流電源とスイッチング手段を接続し、イグニッションコイルの二次巻線の一方端に点火プラグを接続し、該スイッチング手段の開閉によるイグニッションコイルの一次電流の変化により二次巻線に生ずる高電圧を点火プラグに供給するものにおいて、スイッチング手段がMOSゲート構造トランジスタであり、一次巻線のコイル電流をある一定値に制限するために、少なくともコイル電流検出部とMOSゲート構造トランジスタのゲート電圧を降下させる回路とを備え、MOSゲート構造トランジスタの電圧値の高い側の主端子電圧が、ゲート端子電圧よりも高い場合に、主端子からゲート端子に流入する電流で生じた電圧をゲート端子に加える電流供給回路を備えることとする。また微小電流の大きさが0.01mAないし10mAであるとき、好ましくは数mAがよい。さらに、(2)主端子電圧が、所定の電圧と等しいかまたはそれよりも低く、且つ、ゲート端子電圧よりも高い範囲内で設定した電圧値以下では、主端子からゲート端子に流れ込む微小電流で生じた電圧が、一定値または主端子電圧値とゲート端子電圧値との差に応じてゲート端子に加わるようにし、且つ、設定した電圧値より高い場合には、前記の微小電流で生じた電圧の増加を抑制、減少または遮断させる回路を備えることとする。この所定の電圧値が20Vないし30Vであるとき、好ましくは25Vがよい。さらに、(3)予め加えたゲート電圧が加わっている期間に前記の(1)および(2)の動作をさせる回路を備えることとする。また(4)コイルの両端電圧を検出する検出回路(モニタ回路)を備え、コイルの両端電圧が主回路電源電圧に対向する極性で、ゲート端子電圧値以上の低下が生じたらゲート端子に微小電流で生じる電圧を加える回路を前記検出回路とゲート端子間に備え、さらに微小電流で生ずる電圧をゲート端子に加える手段が、予め加えたゲート電圧が加わっている期間だけ動作させる回路を備えることとしてもよい。また(5)イグニッションコイルの一次巻線に直流電源とスイッチング手段を接続し、イグニッションコイルの二次巻線の一方端に点火プラグを接続し、該スイッチング手段の開閉によるイグニッションコイルの一次電流の変化により二次巻線に生ずる高電圧を点火プラグに供給するものにおいて、スイッチング手段がMOSゲート構造トランジスタであり、一次巻線のコイル電流をある一定値に制限するために、少なくともコイル電流検出部とMOSゲート構造トランジスタのゲート電圧を降下させる回路とを備えた制御装置であって、前記制御装置の動作点(制御デバイスで決まるところの)を温度による変化が少ない点、もしくはその近傍に設定することとする。さらに(6)蓄電池とコイルを除いた回路の一部または全てを1チップまたは1パッケージとする。また、(7)コイルと直列に接続されるMOSゲート構造トランジスタの出力特性を、電流制限するコイル電流にほぼ等しい範囲であり、且つ、ゲート電圧がある一定電

圧に固定され、主端子電流の増加による主端子間電圧の変化がほとんどない領域(MOSFETでは抵抗領域、IGBTでは飽和領域)から移行して主端子間電圧が急激に増加する領域(電流が制限される領域)において、少なくとも主端子間電圧が第一の所定の値までは主端子間電圧1Vに対して、主端子電流の変化分が第二の所定の値以上であることとする。また第一の所定の値が16Vで、第二の所定の値が0.1Aであるときよい。

【0017】前記(1)によると、図5のようにコレクタ電圧が約2V以上での、コレクタ電圧の変化に対するコレクタ電流の変化が少ないMOSゲート構造トランジスタでは、コレクタ電流が飽和領域から電流制限領域に移行する時点でコレクタ電圧の発振現象が発生する。図3ではMOSゲート構造トランジスタにMOSFETを使用した場合で、IGBTのコレクタ電圧に相当するドレイン電圧に発振現象が観測された。この対策として、コレクタ電圧がゲート電圧よりも高い場合、電流制限領域でコレクタ端子からゲート端子に微小電流で発生する電圧がゲート端子に加わるような回路を備えたことにより、電流制限動作開始直後のコレクタ電圧の上昇がゲート端子電圧を高める方向に作用し、そのゲート電圧の上昇はコレクタ電流の増加を促すため、MOSゲート構造トランジスタの出力特性があたかもバイポーラ・ダーリントントランジスタの出力特性のようになり、急激なコレクタ電圧の上昇を抑制する。また振動によるコレクタ電圧が低下するように動くと、コレクタ端子からのゲート電圧を高める作用が低下し、あたかもゲート電圧が絞られた形になりコレクタ電圧の低下は抑制される。

【0018】またMOSゲート構造トランジスタのゲート電圧は、図1のトランジスタ304によりIGBT303のコレクタ電流が一定になるように動作する為、前記コレクタ電圧の上昇に追従して瞬時に上昇する。そこで、コレクタ電圧がゲート電圧よりも高い場合、コレクタ端子からゲート端子に微小電流で生ずる電圧を加えることは、図5のようなMOSゲート構造トランジスタの出力特性を、図4のようなバイポーラ・ダーリントントランジスタの出力特性に変換したことにほかならない。

(2)によると、現在、多用されている自動車のバッテリー電圧は12Vであるがこの12Vのバッテリーを2個直列に接続して24Vとして、エンジン始動をする場合も想定されている。従い、イグニッションコイル電流の電流制限時の電源電圧は、24Vとなる(この場合の24Vはエンジン始動時だけであり、この時の電圧変動を考慮しても20Vないし30Vであるが、将来的にはここでの電圧は変わる可能性もある)。また電流制限時のMOSゲート構造トランジスタのコレクタ電圧は、前記した内容になり、略電源電圧値まで視野に入れる必要がある。この電圧値を考慮して、前記(1)の動作が現在の電源では25V以下で十分機能し、25Vを越えた高いコレクタ電圧下では、コレクタ端子電圧によるゲート端

子を高める動作に制限をかけるものである。25Vを越えた高いコレクタ電圧下での前記動作を抑制する理由であるが、自動車の電源サージの中でバッテリーの電極と配線端子の接続部が外れた場合に、図1のトランジスタ304はその電流を十分流すことが要求される。しかし、バッテリー電極部の外れによるサージ電圧の発生が稀であるので、図1のトランジスタ304の電流通電能力を高めることは不経済である。従い、電流制限動作時に少なくともコレクタ電圧が25Vを越えた場合、コレクタ端子よりゲート端子に流入する微小電流の増加抑制、減少あるいは遮断により図1のトランジスタ304の大型化を防止することが有効である。勿論、微小電流により発生した電圧の増加も抑制されるか、またはこの電圧が減少あるいは遮断される。

【0019】(3)によると、少なくとも25Vを越えた高いコレクタ電圧下での前記動作を抑制する理由の2つ目は次による。即ち、図1の駆動回路307からのゲート電圧がなくなり、MOSゲート構造トランジスタ(IGBT303)がオフ状態に移行する場合である。IGBT303がオフすると、コレクタ電圧は約400V前後までに達するが、先のコレクタ端子によりゲート端子電圧を高める作用を持続させると、図1の駆動回路307に比較的大きな電流が流入する。

【0020】IGBTのコレクタ電圧は、図1のツェナダイオード312の電圧で略クランプされるが、このクランプ動作時は、ツェナダイオードに流れた電流が図1の駆動回路307に流れ込み駆動回路307に電圧降下を発生させる。この発生電圧がIGBT303が動作可能なゲート電圧まで高まるとIGBT303は導通しイグニッションコイル放出エネルギーの大半を処理する。

【0021】しかしながら、本発明の一手段であるところのコレクタ電圧がゲート電圧より高い場合にコレクタ端子電圧でゲート端子電圧を高めさせる動作を持続すると、ツェナダイオード電流より高くなる恐れが生ずる。この電流は、図1の駆動回路307での電圧降下を高め、略ツェナダイオード電圧に等しいIGBT303のコレクタ電圧でのイグニッションコイル放出エネルギーの処理を阻害する。即ち、IGBT303のコレクタ電圧が、ツェナダイオード電圧まで到達できないという新たな課題が生ずる。この課題を解決するために、図1の駆動回路からのゲート電圧の有無に応じ、ゲート電圧が加わっている場合には、電流制限動作時にゲート端子電圧がコレクタ端子電圧より高い時、ゲート端子電圧を高める動作が実施できるようにし、反面図1の駆動回路からのゲート電圧がない場合はゲート端子電圧を高める動作を解除するようにし、図1のツェナダイオード312電流でIGBT303ゲート電圧を高め、IGBT303の導通により蓄積されたイグニッションコイルエネルギーを確実に放出させることができるようにさせる作用をもたらす。

【0022】(4)によると、図6に示すような回路においてバイポーラ・ダーリントントランジスタをMOSゲート構造トランジスタに置き換えた時に、前記(1)と同等の動作(または効果)をもたらす別の方法としたものである。(1)ではトランジスタのコレクタ電圧がゲート端子電圧よりも高い場合に、コレクタ端子よりゲート端子に流入する微小電流により生じた電圧がゲート端子に加わるようにしたことが特徴であった。一方

(4)は、コイルの両端電圧を検出(モニタ)することで間接的にコレクタ電圧を監視しコレクタ電圧がゲート端子電圧よりも高い場合にゲート端子に微小電流により生じた電圧が加わるようにして前記(1)と同等の働きをして同等の効果を奏するものである。

【0023】(5)によると、図1のトランジスタ304の動作点を温度変化が少ない点にすることで、外部温度が変化しても、電流制限値の変化が少なくなるようにしている。(6)によると、MOSゲート構造トランジスタの出力特性を、現状のバイポーラ・ダーリントントランジスタの出力特性と同様として、電流制限開始直後のコレクタ電圧振動を抑制する回路を集積した半導体装置としている。

【0024】(7)によると、前記(6)のMOSゲート構造トランジスタの出力特性において、コレクタ電圧が少なくとも16Vまでの範囲の電流制限領域では、コレクタ電圧1Vに対してコレクタ電流の変化分を0.1A以上とすることでコレクタ電圧振動を抑制することができる半導体装置である。尚、実用上、0.1A以下では振動を抑制することは困難である。

【0025】

【発明の実施の形態】図1は本発明の第1実施例の回路構成を示す図である。本実施例は、コレクタ端子電圧によりゲート端子電圧を高める回路として、抵抗309と高耐圧定電流素子308の直列接続したものをコレクタとゲート間に接続している。この組合せは請求項1の構成に相当する。この高耐圧定電流素子308は、デプレッション構造のMOSFET及びIGBTを用いることが考えられ、また図1のIGBT303の一部に作り込むことも考えられる。また、高耐圧定電流素子308の耐圧をIGBT303の耐圧よりも低く設定してツェナダイオード312の機能を兼用させても良い。あるいは、高耐圧定電流素子308は、シリーズ電源のような回路であってもよい。

【0026】さて、高耐圧定電流素子308の定電流の値と抵抗309の値により、請求項3の内容となる、コレクタ端子からゲート端子に向かって流れる微小電流の増加を抑制し一定電流とするコレクタ電圧が設定できることの例を図12(a)(b)に示す。同図(a)はデプレッション形MOSFETのゲート・ソース間電圧およびソース・ドレイン間電圧とドレイン電流の関係を示している。ゲート・ドレイン電圧がゼロのときドレイン

電流は2 mAで飽和し、ソース・ドレイン電圧に依存せず一定値となる。そのため定電流素子の働きをする。同図(b)は抵抗R(抵抗309に相当する)の値を3 k Ω 、5 k Ω および8 k Ω としたときのIGBTのコレクタ電圧V_cとコレクタ端子から抵抗Rを通してゲート端子に流れ込む微小電流Iの関係を示している。飽和する電流値である2 mAとなるコレクタ電圧V_cは抵抗Rの値が3 k Ω のときは6 V、5 k Ω のときは10 V、8 k Ω のときは16 Vである。つまり抵抗Rと2 mAの積が微小電流Iが飽和するコレクタ電圧V_cであり、抵抗Rの値を変えることで、このコレクタ電圧V_cを変えることができる。微小電流Iが不飽和のときは、コレクタ電圧V_cに比例して微小電流Iも増加する。ゲート電圧は図1のトランジスタ304がオン状態のため、抵抗309と抵抗306の分圧で決まり、コレクタ電圧V_cの増大と共にゲート電圧も増大し、従って、コレクタ電流も増大することとなる。このためIGBT303の出力特性が図4のバイポーラ・ダーリントントランジスタの出力特性と類似してくる。その結果、コレクタ電圧の振動が抑制され、且つ、一定のコレクタ電流が維持される。図12(b)から分かるように抵抗Rの値を大きくすれば、微小電流Iが飽和するコレクタ電圧V_cを高くでき、コレクタ電圧の振動を抑制する効果を高めることができる。尚、前記の微小電流Iの値は0.01 mAから10 mAであればよく、更に0.5 mAから10 mAの範囲が実用的で、好ましくは1 mA~3 mA程度がよい。この電流値が大きくなるとイグニッションコイルに蓄えられたエネルギーが電流で消費される量が大きくなり、スパーク電圧が確保できなくなる場合が生ずる。一方、小さすぎると出力特性がバイポーラ・ダーリントントランジスタ特性からMOSFET特性に近づきコレクタ電圧波形が振動するようになる。一方、IGBT303をオフさせ、イグニッションコイル電流を遮断し、イグニッションコイルに蓄えられたエネルギーでスパークプラグを放電させるためにはイグニッションコイルに発生する電圧を数百Vに維持する必要がある。そのためにはイグニッションコイル電流をできる限り小さくする必要がある、高耐圧定電流素子に流れる定電流値は高圧でも数mAと小さくする必要がある。つまり、この実施例ではIGBT303の出力特性をバイポーラ・ダーリントントランジスタの出力特性とするために抵抗309をゲート・コレクタ間に挿入し、スパーク電圧確保のために、高耐圧定電流素子308を抵抗309と直列に接続している。また、抵抗309あるいは高耐圧定電流素子308の一方での構成も考えられる。これは、請求項1の構成に相当する。

【0027】図7は本発明の第2実施例の回路構成を示す図であり、コレクタ端子電圧によりゲート端子電圧を高める回路として、抵抗208とコンデンサ209の直列回路としたものをコレクタとゲート間に接続してい

る。抵抗208は第1実施例の抵抗309と同じ働きをしている。コンデンサ209は、IGBT203がオフした時にイグニッションコイル202からIGBT203へ流れようとする電流を吸収して急激に減少させると共にイグニッションコイル202からの微小電流による電荷でゲートの電圧を上昇させ、スパーク電圧を確保する役割をしており、第1実施例の高耐圧定電流素子と類似の働きをする。尚、コンデンサ209だけでもよい。

【0028】また抵抗206は、MOSFET204のゲート端子に対するドレイン電圧変化量の低減効果があり、抵抗208とコンデンサ209によるゲート電圧を高める効果をより一層強調し、コレクタ電圧の振動抑制の効果を奏する。また、第2実施例の抵抗208とコンデンサ209の直列回路に、さらに図1の高耐圧定電流素子308を直列に接続してもよい。

【0029】第1実施例および第2実施例において、IGBT303、203のゲート電圧を引き下げるトランジスタ304、204は、単体のトランジスタ及びMOSFET以外に、オペレーションアンプ(オペアンプ)等のような回路を用いることができ、これらであっても効果的である。図8は本発明の第3実施例の回路構成を示す図である。第1実施例の抵抗208に相当するのが抵抗410であり、IGBT401がオフして、コレクタ電圧が少なくとも25 V以上になったとき抵抗410に流れる微小電流をMOSFET403で遮断する場合の回路例である。駆動回路(当然、内部抵抗を有する)からゲート電圧をIGBT401に与え、IGBT401をオンさせる。このIGBT401は電流検出端子を有しており、通称電流センスIGBTと称されているものである。この電流検出端子が抵抗405を介してアース点に接続される。イグニッションコイル電流はコレクタ電流となりIGBT401を通して流れ出す。そして、増大するコレクタ電流は電流検出端子に分流し抵抗405の上端の電位を上昇させMOSFET402をオンさせる。このとき、MOSFET404はIGBT401のコレクタ・エミッタ間電圧が極めて小さくなるためオフ状態である。そうするとMOSFET403がオン状態となり、抵抗410はIGBT401のゲート端子と接続し、微小電流は抵抗410、MOSFET403およびMOSFET402を通して流れ、IGBT401のゲート電圧はMOSFET402のオン抵抗で生ずる電圧が印加される。コレクタ電流はMOSFET402の働きで最終的には一定電流となる。また抵抗410をIGBT401のゲート端子と接続することで、その出力特性をバイポーラ・ダーリントントランジスタの出力特性に変えることでコレクタ電圧の振動を抑制する。またMOSFET403はIGBT401がオフしたときイグニッションコイルからの微小電流を遮断して、確実にスパーク電圧を確保するために必要である。さらに、図示していないがMOSFET403のドレイ

ン・ソース間に追加の抵抗を並列に接続すれば、少なくともコレクタ電圧が25V以上での前記の微小電流を減少する場合の実施例となる。

【0030】図9は本発明の第4実施例の回路構成を示す図である。抵抗512とMOSFET503でIGBT501のゲート端子に微小電流で生ずる電圧を印加し、IGBT501の出力特性をバイポーラ・ダーリントトランジスタの出力特性に近づけている。つまり抵抗512が第3実施例の抵抗410に相当し、MOSFET503は第3実施例のMOSFET403に相当する。

【0031】またオベレーションアンプ(オペアンプ)502をIGBT501のエミッタ端子とMOSFET504のゲート端子間に抵抗507を介して接続し、駆動回路513からIGBT501に予め加えたゲート電圧の印加期間のみ、このオベレーションアンプが動作するようにしている。図10は本発明の第5実施例の回路構成を示す図である。イグニッションコイル602の電圧を検出してモニタする電圧検出回路(モニタ回路)608は一方がイグニッションコイル602の両端に接続され、他方が微小電流回路609と接続されている。そして、微小電流回路609は微小電流スイッチ回路611を介してIGBT603のゲート端子に接続されている。イグニッションコイル電圧が主回路電源電圧に対向する極性かまたは加算する極性で、ゲート電圧値以上の低下が生じた場合、微小電流回路からゲート端子に微小電流で生じる電圧を供給できるようにして、コレクタ電圧の振動を抑制している。尚、IGBT603は電流検出端子付きである。同図で微小電流回路が第3実施例の抵抗410に相当する働きをして、微小電流スイッチ回路611がMOSFET403に相当する働きをする。

【0032】図11は制御装置を構成するトランジスタの温度変化が少ない動作点の設定例を示した図である。ここではトランジスタとしてMOSFETを使用した例を示す。勿論、制御装置に使用される回路部品(トランジスタ304、204などやオベレーションアンプ502などの回路)の動作点の温度変化を少なくすることの一例として図11は示してある。図11では交差している箇所を動作点とすることで電流制限値の温度変化を少なくできる。

【0033】図13は図5に示した出力特性を有するパワーMOSFETを図6の回路に適用した場合の動作波形図である。MOSFETの出力特性が本発明の回路を設置することでバイポーラ・ダーリントトランジスタの出力特性に近くなるため、図3に示されるドレイン電圧の振動は消滅している。前記各実施例において、IGBTと電流制限回路及び微小電流供給回路を1チップで構成することができる。更に駆動回路をも含めて1チップとすることも可能であるし、個別素子をセラミック基板や金属絶縁基板に搭載してケースに収納して1パッケ

ージとしてもよい。また、イグニッションコイルをも含めて1つのモジュールとしてもよい。

【0034】以上、本発明はMOSゲート構造トランジスタを内燃機関点火用回路装置に適用した例について説明してきたが、これに限定されることなく、配線系に誘導分を含んだ回路に適用することで、顕著な効果を奏する。例えば、モータを駆動するインバータのブリッジ回路の各アームに用いられるスイッチング素子に本発明の回路装置を用いることができる。このような点火回路装置以外の誘導性負荷を制御するために用いた場合にはMOSゲート構造トランジスタのオフ時のサージ電圧の制御効果がある。

【0035】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、第1に本発明は、従来のバイポーラ・ダーリントトランジスタよりも低い駆動電流で高速開閉が可能になるMOSゲート構造トランジスタの、自動車点火回路への適用を可能とする。第2に第1の効果をもたらすMOSゲート構造トランジスタの、イグニッションコイル電流の定電流動作時の予定外のタイミングでスパーク・プラグに火花が発生するのを防止する。第3に第1の効果をもたらすところの、イグニッションシステムの動作状況を監視する為に、ドレイン電圧をモニタする回路を付加する場合に弊害となる電流制限開始直後のドレイン電圧の振動を防止する。第4に電流制限動作全期間の波形振動を防止する。以上のような効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】IGBTを用いた本発明の第1実施例の点火用回路装置の回路図

【図2】バイポーラ・ダーリントトランジスタでの電流制限時のコレクタ電圧・電流波形図

【図3】パワーMOSFETでの電流制限時のコレクタ電圧・電流波形図

【図4】バイポーラ・ダーリントトランジスタの出力特性図

【図5】耐圧250V、オン抵抗0.16ΩのパワーMOSFETの出力特性図

【図6】バイポーラ・ダーリントトランジスタを用いた従来の回路図

【図7】IGBTを用いた本発明の第2実施例の点火用回路装置の回路図

【図8】本発明の第3実施例の点火用回路装置の回路図

【図9】本発明の第4実施例の点火用回路装置の回路図

【図10】本発明の第5実施例の点火用回路装置の回路図

【図11】温度変化が少ない動作点の設定例を示す図

【図12】コレクタ端子からゲート端子に加わる微小電流あるいは電圧の増加を抑制開始するコレクタ電圧の設定を示す図

【図13】図5の出力特性を有するパワーMOSFET

を図6の回路に適用した場合の動作波形図

【符号の説明】

101、201、301、601

バッテリー

*103

ントトランジスタ

バイポーラ・ダーリ

102、202、302、602

イグニッシ

104、105、304

トランジス

ョンコイル

*

106~108、111、205、206、208、

305、306、309、310、405~410、

506~512、605、606

抵抗

109、207、307、411、513、610

※313

ダイオード

駆動回路

10 401、603

電流検出端

110、312

ツェナダイ

子付きIGBT

オード

502

オペアンプ

112、209、311、607

コンデンサ

608

モニタ回路

203、303、501

IGBT

609

微小電流回

204、402~404、503~505、604

路

MOSFET

611

微小電流ス

308

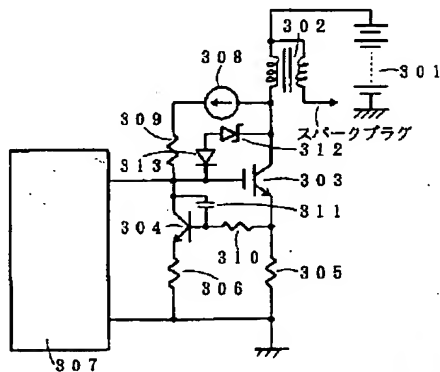
高耐圧定電

イチ回路

流素子

※

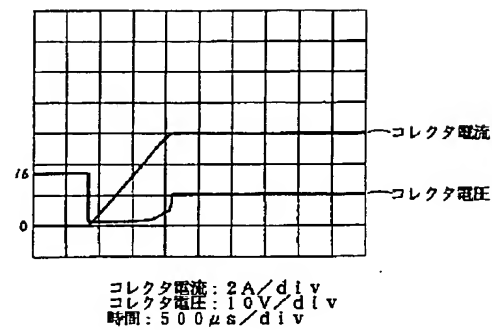
【図1】



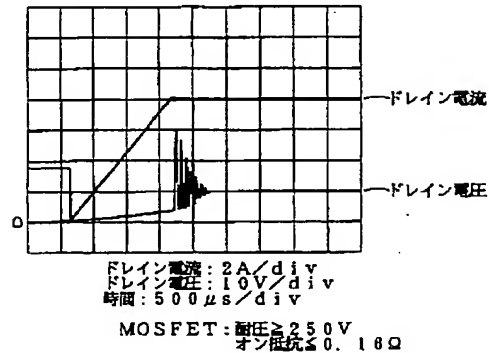
301...バッテリー
302...イグニッションコイル
303...トランジスタ
304...MOSFET
305...抵抗
306...抵抗
307...駆動回路

308...高耐圧定電流素子
309...スイッチ
310...抵抗
311...コンデンサ
312...ツェナダイオード
313...ダイオード

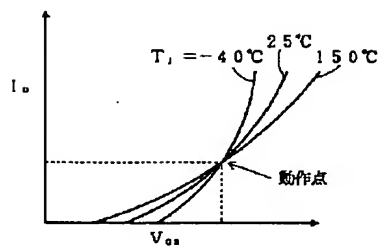
【図2】



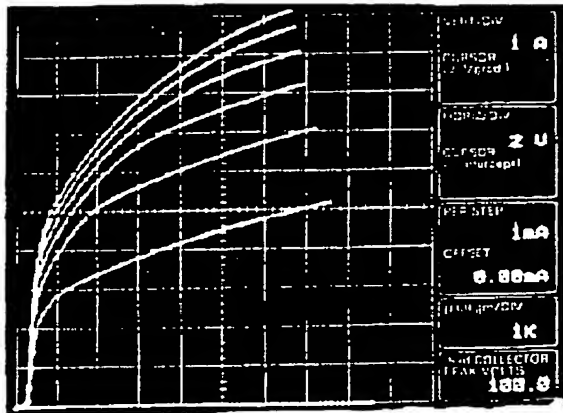
【図3】



【図11】

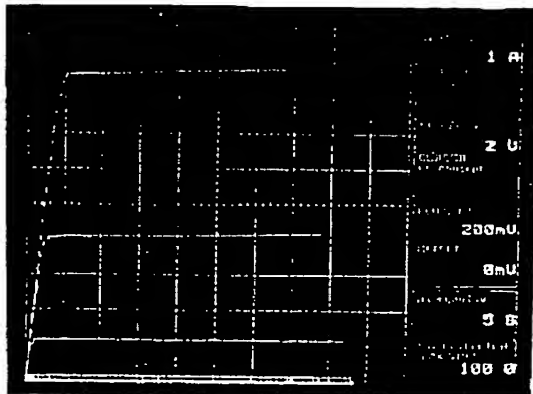


【図4】



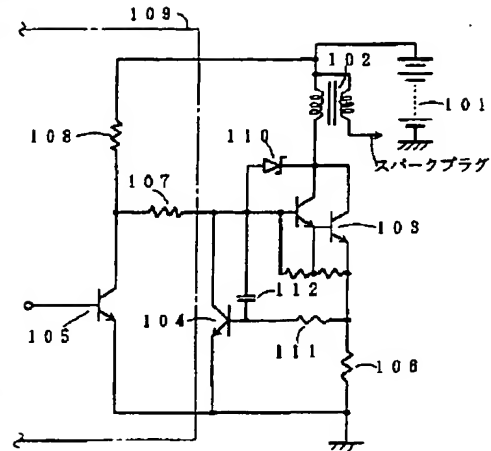
縦軸：コレクタ電流 1A/div
 横軸：コレクタ電圧 2V/div
 ベース電流：1mAステップ (max. 6mA)

【図5】

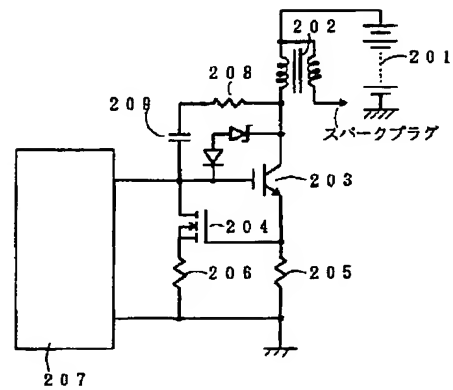


縦軸：ドレイン電流 1A/div
 横軸：ドレイン電圧 2V/div
 ゲート電圧：下から0. 2V、1V、2Vの3ポイント

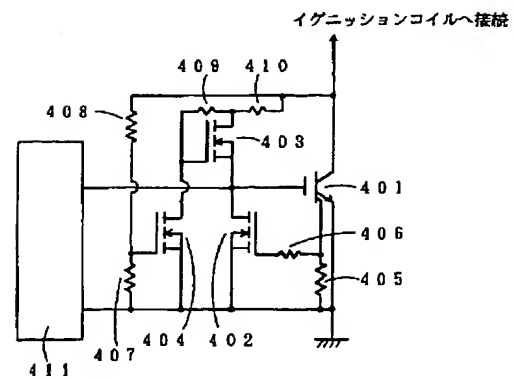
【図6】



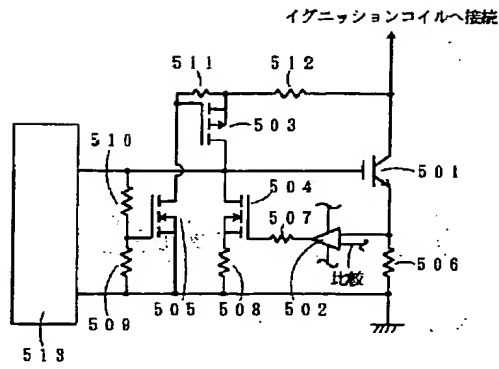
【図7】



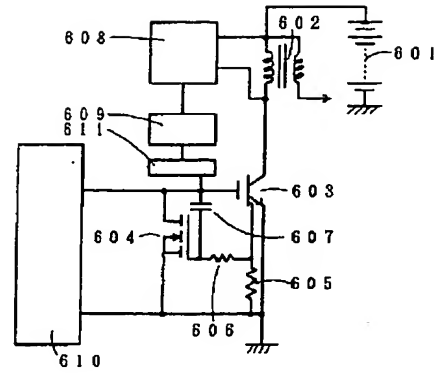
【図8】



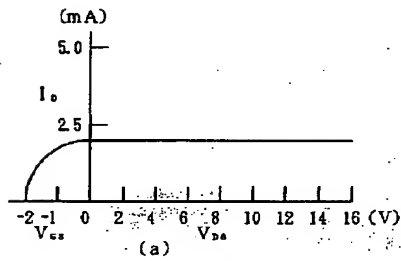
【図9】



【図10】



【図12】



【図13】

